

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-239086

(43)Date of publication of application : 31.08.1999

(51)Int.Cl.

H04B 7/08

H04B 1/10

(21)Application number : 10-042005

(71)Applicant : MATSUSHITA COMMUN IND CO LTD

NTT CHUO PERSONAL

TSUSHINMO KK

(22)Date of filing : 24.02.1998

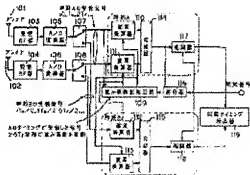
(72)Inventor : TAKAHASHI HIDEYUKI
HIRAMATSU KATSUHIKO
TAKAHARA KOICHI
NOSE HIROYUKI

(54) METHOD AND DEVICE FOR SYNCHRONIZATION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce an amount of arithmetic operations and to suppress interference waves by sharing a calculated weight coefficient between a received signal at a symbol discrimination point and a received signal in a timing other than the symbol discrimination point.

SOLUTION: Signals are received from antennas 101 and 102. Receiving RF parts 103 and 104 convert these signals of carrier frequencies received from the antennas to base-band signals. Then A/D converters 105 and 106 convert the respective base-band signals to digital signals. Then a weight coefficient control circuit 109 calculates the weight coefficient by receiving as an input signal the received signal at the time A of the symbol discrimination point. Complex multipliers 110 to 113 multiply the received signals at the time A and the time B by the weight coefficient thus obtained and composition units 114 and 115 add the results. Then the weight coefficient is sequentially updated so as to minimize the squared



error of the composite signal and known signal. Then the composition is adaptively performed also following up the received signals.

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-239086

(43) 公開日 平成11年(1999) 8月31日

(51) Int.Cl.⁵

H 0 4 B 7/08

1/10

識別記号

F I

H 0 4 B 7/08

1/10

D

L

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平10-42005

(22) 出願日 平成10年(1998) 2月24日

(71) 出願人 000187725

松下通信工業株式会社
神奈川県横浜市港北区綱島東4丁目3番1号

(71) 出願人 595101388

エヌ・ティ・ティ中央パーソナル通信網株式会社
東京都港区芝浦1-2-1

(72) 発明者 高橋 秀行

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内

(74) 代理人 弁理士 廣合 正博

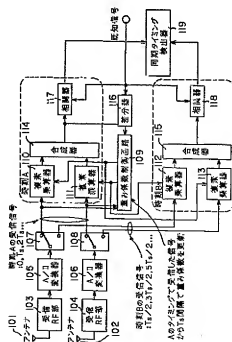
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 同期方法および同期装置

(57) 【要約】

【課題】 干渉局が存在している場合でも、演算量が増えることなく、かつ、干渉波を抑圧しながら同期タイミングを検出し、同期をとれるようにする。

【解決手段】 干渉波を抑圧するために算出される重み係数を、シンボル識別点の受信信号とシンボル識別点以外のタイミングの受信信号とで共通化することで演算量を削減し、シンボル識別点で算出された重み係数を、それぞれの受信信号に乗算し合成することで干渉波を抑圧することができ、また、このそれぞれのタイミングの合成信号と既知信号とで相関をとること同期タイミングを検出し、干渉局が存在している場合でも、同期をとることができるようにした。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号に対して、乗算手段で重み係数を乗算し、合成手段で乗算結果を加算し、それぞれ2組の相関手段で相関をとり、シンボルタイミングのN倍で動作し、合成手段Aでシンボルタイミング間隔の入力信号を処理し、合成手段Bでそれ以外の時刻の入力信号を処理し、差分手段で合成手段Aの出力と既知信号の差分をとり、重み係数制御手段で重み係数を更新し、同期タイミング検出手段で前記相関手段の出力から同期タイミングを検出する同期方法。

【請求項2】 受信信号に対して、A/D変換手段でシンボルタイミングのN倍で動作し、乗算手段で重み係数を乗算し、合成手段で乗算結果を加算し、合成信号と既知信号との相関を相関手段でとり、バッファ手段でシンボルタイミング間隔の情報を保持し、タイミング制御手段でこのバッファを制御し、差分手段で合成信号と既知信号の差分をとり、重み係数制御手段で重み係数を更新し、同期タイミング検出手段で前記相関手段の出力から同期タイミングを検出する同期方法。

【請求項3】 受信信号に対して、乗算手段で重み係数を乗算し、合成手段で乗算結果を加算し、それぞれ2組の相関手段で相関をとり、シンボルタイミングのN倍で動作し、合成手段Aでシンボルタイミング間隔の入力信号を処理し、合成手段Bでそれ以外の時刻の入力信号を処理し、差分手段で合成手段Aの出力と既知信号の差分をとり、重み係数制御手段で重み係数を更新し、補間手段で前記相関手段出力を補間し、同期タイミング検出手段で前記補間手段の出力から同期タイミングを検出する同期方法。

【請求項4】 受信信号に対して、A/D変換手段でシンボルタイミングのN倍で動作し、乗算手段で重み係数を乗算し、合成手段で乗算結果を加算し、合成信号と既知信号との相関を相関手段でとり、バッファ手段でシンボルタイミング間隔の情報を保持し、タイミング制御手段でこのバッファを制御し、差分手段で合成信号と既知信号の差分をとり、重み係数制御手段で重み係数を更新し、補間手段で前記相関手段の出力から補間し、同期タイミング検出手段で前記補間手段の出力から同期タイミングを検出する同期方法。

【請求項5】 受信信号に対して、重み係数を乗算する乗算器と乗算結果を加算する合成器と合成信号と既知信号の相関をとる相関器とからなる組みを2組と、シンボルタイミングのN倍で動作し、入力信号をシンボルタイミング間隔で合成器Aへ出力し、それ以外の時刻では合成器Bへ出力する切替器と、合成器A出力と既知信号の差分から重み係数を更新する重み係数制御回路と、相関器出力から同期タイミングを検出する同期タイミング検出手段とを備えた同期装置。

$$X_n = [x_{n1}(t), \dots, x_{n2}(t), \dots, x_{nN}(t)]^T$$

【請求項6】 受信信号に対して、シンボルタイミングのN倍で動作するA/D変換器と重み係数を乗算する乗算器とからなる組みを2組と、乗算結果を加算する合成器と、合成信号と既知信号の相関をとる相関器と、シンボルタイミング間隔で情報を保持するバッファと、このバッファを制御するタイミング制御回路と、合成器出力と既知信号の差分から重み係数を更新する重み係数制御回路と、前記相関器出力から同期タイミングを検出する同期タイミング検出手段とを備えた同期装置。

【請求項7】 受信信号に対して、重み係数を乗算する乗算器と乗算結果を加算する合成器と合成信号と既知信号の相関をとる相関器とからなる組みを2組と、シンボルタイミングのN倍で動作し、入力信号をシンボルタイミング間隔で合成器Aへ出力し、それ以外の時刻では合成器Bへ出力する切替器と、合成器A出力と既知信号の差分から重み係数を更新する重み係数制御回路と、相関器出力を補間する補間器と、補間器出力から同期タイミングを検出する同期タイミング検出手段とを備えた同期装置。

【請求項8】 受信信号に対して、シンボルタイミングのN倍で動作するA/D変換器と重み係数を乗算する乗算器とからなる組みを2組と、乗算結果を加算する合成器と、合成信号と既知信号の相関をとる相関器と、シンボルタイミング間隔で情報を保持するバッファと、このバッファを制御するタイミング制御回路と、前記合成器出力と既知信号の差分から重み係数を更新する重み係数制御回路と、前記相関器の出力を補間する補間器と、補間器出力から同期タイミングを検出する同期タイミング検出手段とを備えた同期装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、無線通信装置における同期方法および同期装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の同期装置について説明する。図8は、従来の同期装置のブロック図を示す。ここでは、説明を簡単にするためにアンテナ数を2本とし、また、遅延素子数を2としているが、アンテナ数をM本、遅延素子数(N-1)とした場合も基本的な動作は同様である。

【0003】まず、アンテナ801、802から信号を受信する。この受信信号は、受信RF部803、804で各アンテナからのキャリア周波数の信号をベースバンド信号に変換する。次に、A/D変換器805、806でそれぞれのベースバンド信号をディジタル信号に変換する。m番目のアンテナの受信信号および重み係数ベクトルは、

$$\dots (1)$$

$$W_n = [w_{n1}(t), \dots, w_{n2}(t), \dots, w_{nN}(t)]^T \quad \dots (2)$$

となる。ここで、 x_{nn} 、 w_{nn} はm番目のアンテナおよびn番目の遅延タップに対応する。よって、従来技術の受信信号ベクトルは、

$$X = [X_1, X_2, \dots, X_N]^T \quad \dots (3)$$

$$W = [W_1, W_2, \dots, W_N]^T \quad \dots (4)$$

となる。また、干渉波を抑圧するための重み係数の計算には、この受信信号の瞬時値と参照信号を用いて逐次的に重み係数を更新するLMSアルゴリズムを用いる。LMSアルゴリズムは、重み係数制御回路807で行われ、ここでは、各アンテナおよび各遅延要素毎に入力される受信信号と、重み係数を複素乗算し、加算した合成信号と、k時点での参照信号とから、合成信号と参照信

$$W_n(k+1) = W_n(k) + \mu \cdot X_n^* \cdot e(k) \quad m=1, 2, \dots, M$$

となる。ただし、 μ は、ステップサイズ、*は、複素共役を示す。

【0005】このように、従来技術では、LMSアルゴリズムを用いて、 $M \times N$ 個の重み係数をそれぞれ独立に更新し、合成信号と参照信号との自乗誤差を最小にすることで、識別点を合わせ、かつ、干渉波を抑圧を行っている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来の同期装置では、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に対して、 $M \times N$ 個の重み係数を、合成信号と参照信号との自乗誤差が最小するように更新し、収束させなければならない。また、収束が不十分のまま合成すると、当然、合成信号の識別点もずれ、特性も劣化し、かつ、干渉波の抑圧効果も落ちる。そこで、従来の同期装置では、十分な収束時間と多くの演算量が必要となる。さらに、複数の複素乗算器や遅延要素器を使用することにより、装置規模も大きくなり、装置が複雑化してしまう。

【0007】本発明は、このような従来の問題を解決するものであり、干渉波が存在している場合でも、演算量が増えることなく、かつ、干渉波を抑圧しながら、同期タイミングを検出し、同期をとることのできる同期方法および同期装置を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記課題点を解決するものであり、干渉波を抑圧するために算出される重み係数を、シンボル識別点の受信信号とシンボル識別点以外のタイミングの受信信号とで共通化することで演算量を削減し、シンボル識別点で算出された重み係数を、それぞれの受信信号に乗算し合成することで干渉波を抑圧することができ、また、それぞれのタイミングの合成信号と既知信号とで相関をとることで同期タイミン

グとの自乗誤差を最小にするように、重み係数を更新していくアルゴリズムのことである。ここで、k時点の誤差信号 $e(k)$ は、

$$[0004]$$

【数1】

$$e(k) = \sum_{n=1}^N X_n^* \cdot W_n - r(k)$$

$\dots (5)$

となり、これを用いて、k時点でのアンテナmの重み係数から、k+1時点の重み係数を求める更新式を示すと、

$\dots (6)$

グを検出し、干渉波が存在している場合でも、同期をとることができるようにしたものである。

【0009】

【発明の実施の形態】請求項1記載の発明は、受信信号に対して、乗算手段で重み係数を乗算し、合成手段で乗算結果を加算し、それぞれ2組の相関手段で相関をとり、シンボルタイミングのN倍で動作し、合成手段Aでシンボルタイミング間隔の入力信号を処理し、合成手段Bでそれ以外の時刻の入力信号を処理し、差分手段で合成手段Aの出力と既知信号の差分をとり、重み係数制御手段で重み係数を更新し、同期タイミング検出手段で前記相関手段の出力から同期タイミングを検出する同期方法である。

【0010】また、請求項5記載の発明は、受信信号に対して、重み係数を乗算する乗算器と乗算結果を加算する合成器と合成信号と既知信号の相関をとる相関器とからなる組を2組と、シンボルタイミングのN倍で動作し、入力信号をシンボルタイミング間隔で合成器Aへ出力し、それ以外の時刻では合成器Bへ出力する切替器と、合成器A出力と既知信号の差分から重み係数を更新する重み係数制御回路と、相関器出力から同期タイミングを検出する同期タイミング検出器とを備えた同期装置である。

【0011】これらの構成により、アンテナの本数をM本とすると、 $M \times 2$ 個の複素乗算器があれば同期装置を実現でき、従来の技術よりも装置の小型化、単純化が可能でかつ、少ない重み係数を制御することにより、収束時間の短縮化にもつながる。よって、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に対して、追従性が向上し、干渉抑圧効果も増加する。

【0012】また、請求項2記載の発明は、受信信号に対して、A/D変換手段でシンボルタイミングのN倍で動作し、乗算手段で重み係数を乗算し、合成手段で乗算

結果を加算し、合成信号と既知信号との相関を相関手段でとり、バッファ手段でシンボルタイミング間隔の情報を保持し、タイミング制御手段でこのバッファを制御し、差分手段で合成信号と既知信号の差分をとり、重み係数制御手段で重み係数を更新し、同期タイミング検出手段で前記相関手段の出力から同期タイミングを検出する同期方法である。

【0013】また、請求項6記載の発明は、受信信号に対して、シンボルタイミングのN倍で動作するA/D変換器と重み係数を乗算する乗算器とからなる組みを2組と、乗算結果を加算する合成器と、合成信号と既知信号の相関をとる相関器と、シンボルタイミング間隔で情報を保持するバッファと、このバッファを制御するタイミング制御回路と、合成器出力と既知信号の差分から重み係数を更新する重み係数制御回路と、前記相関器出力から同期タイミングを検出する同期タイミング検出手段とを備えた同期装置である。

【0014】これらの構成により、シンボル識別点の受信信号とそれ以外のタイミングの受信信号を切替器で切替えることなく、バッファに上書き保存するタイミングを制御するだけで、2組の受信信号の処理を共通化でき、かつ、ハードウェアの共通化も図れ、装置の小型化が可能となる。また、シンボル識別点でのみ重み係数を算出するので、演算量の削減にもつながら、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に対しても、追従性が向上せ、干渉抑圧の効果も増加する。さらに、干渉波を抑制した合成信号から、同期タイミングを検出するので、検出精度も向上し、安定した同期をとることができる。

【0015】また、請求項3記載の発明は、受信信号に対して、乗算手段で重み係数を乗算し、合成手段で乗算結果を加算し、それぞれ2組の相関手段で相関をとる、シンボルタイミングのN倍で動作し、合成手段Aでシンボルタイミング間隔の入力信号を処理し、合成手段Bでそれ以外の時刻の入力信号を処理し、差分手段で合成手段Aの出力と既知信号の差分をとり、重み係数制御手段で重み係数を更新し、補間手段で前記相関手段出力を補間し、同期タイミング検出手段で前記補間手段の出力から同期タイミングを検出する同期方法である。

【0016】また、請求項7記載の発明は、受信信号に対して、重み係数を乗算する乗算器と乗算結果を加算する合成器と合成信号と既知信号の相関をとる相関器とからなる組みを2組と、シンボルタイミングのN倍で動作し、入力信号をシンボルタイミング間隔で合成器Aへ出力し、それ以外の時刻では合成器Bへ出力する切替器と、合成器A出力と既知信号の差分から重み係数を更新する重み係数制御回路と、相関器出力を補間する補間器と、補間器出力から同期タイミングを検出する同期タイミング検出手段とを備えた同期装置である。

【0017】これらの構成により、アンテナの本数をM

本とすると、 $M \times 2$ 個の複素乗算器があれば同期装置を実現でき、従来の技術よりも装置の小型化、単純化が可能でかつ、少ない重み係数を制御することにより、収束時間の短縮化にもつながる。よって、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に対して、追従性が向上し、干渉抑圧の効果も増加する。さらに、干渉波を抑制した合成信号と既知信号との相関をとる、相関値の間を補間することにより、より精度の良い同期タイミングを検出することができ、検出精度も向上し、安定した同期をとることができる。

【0018】また、請求項4記載の発明は、受信信号に対して、A/D変換手段でシンボルタイミングのN倍で動作し、乗算手段で重み係数を乗算し、合成手段で乗算結果を加算し、合成信号と既知信号との相関を相関手段でとり、バッファ手段でシンボルタイミング間隔の情報を保持し、タイミング制御手段でこのバッファを制御し、差分手段で合成信号と既知信号の差分をとり、重み係数制御手段で重み係数を更新し、補間手段で前記相関手段の出力から補間し、同期タイミング検出手段で前記補間手段の出力から同期タイミングを検出する同期方法である。

【0019】また、請求項8記載の発明は、受信信号に対して、シンボルタイミングのN倍で動作するA/D変換器と重み係数を乗算する乗算器とからなる組みを2組と、乗算結果を加算する合成器と、合成信号と既知信号の相関をとる相関器と、シンボルタイミング間隔で情報を保持するバッファと、このバッファを制御するタイミング制御回路と、前記合成器出力と既知信号の差分から重み係数を更新する重み係数制御回路と、前記相関器の出力を補間する補間器と、補間器出力から同期タイミングを検出する同期タイミング検出手段とを備えた同期装置である。

【0020】これらの構成により、シンボル識別点の受信信号とそれ以外のタイミングの受信信号を切替器で切替えることなく、バッファに上書き保存するタイミングを制御するだけで、2組の受信信号の処理を共通化でき、かつ、ハードウェアの共通化も図れ、装置の小型化が可能となる。また、シンボル識別点でのみ重み係数を算出するので、演算量の削減にもつながら、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に対しても、追従性を向上させ、干渉抑圧の効果も増加する。さらに、干渉波を抑制した合成信号の相関をとる、相関値の間を補間することにより、より精度の良い同期タイミングを検出することができ、検出精度も向上し、安定した同期をとることができる。

【0021】以下、本発明の同期装置の実施の形態について図を用いて具体的に説明する。

(実施の形態1) 図1は実施の形態1のブロック図を示す。また、図2にフレームフォーマットを示し、図3に相関器の動作説明図を示す。ここでは、説明の簡易のため

めにアンテナ数を2本とし、時刻Aをシンボルタイミング(Ts)の整数倍のnTs (n=0, 1, 2, ...)と、時刻Bを((2n+1)Ts)/2 (n=0, 1, 2, ...)の2種類に受信信号を分けて処理を行っているが、アンテナ数をM本、時刻を複数にした場合も基本的な動作は同様である。

【0022】まず、アンテナ101、102から信号を受信する。この受信信号は、受信RF部103、104で各アンテナからのキャリア周波数の信号をベースバン

$$X_A = [x_1(nTs), x_2(nTs), \dots, x_M(nTs)]^T$$

$$(n=0, 1, 2, \dots)$$

とすると、重み係数制御回路109は、このシンボル識別点の時刻Aの受信信号を入力信号として、重み係数を算出する。この求めた重み係数Wを、

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \dots (8)$$

として、時刻Aおよび時刻Bの受信信号に複素乗算器110、111、112、113で乗算し、合成器114、115で加算される。この時刻Aおよび時刻Bのk時点での合成信号をそれぞれ、 $y_A(k)$ 、 $y_B(k)$ とすると、

$$e(k) = y_A(k) - r(k) = X_A^T \cdot W - r(k)$$

$$\dots (10)$$

となる。この誤差信号e(k)と時刻Aのシンボル識別点の受信信号 X_A とを用いて、重み係数制御回路109でk+1時点の重み係数を算出する。ここで、m番目の

$$w_m(k+1) = w_m(k) + \mu \cdot x_m^* \cdot e(k)$$

$$m=1, 2, 3, \dots, M$$

となる。ただし、 μ は、ステップサイズ、*は、複素共役を示す。このように、合成信号 $y_A(k)$ と既知信号r(k)の自乗誤差を最小にするように、重み係数を逐次的に更新していくことで、時々刻々に変化する伝搬環境における受信信号に対しても、追従的に追跡し、合成することで、干渉波を抑圧することができる。なお、ここでは、重み係数制御回路109の適応アルゴリズムとしてLMSアルゴリズムを用いているが、NLMS、RLS、SMIなどの他のアルゴリズムにおいても基本的に動作は同様である。

【0024】次に、相関器117、118において、同期タイミングを検出するために、前記干渉波を抑圧した時刻Aおよび時刻Bのk時点での合成信号 $y_A(k)$ 、 $y_B(k)$ と、既知信号r(k)を用いて、相関をとる。ここで、既知信号のシンボル数を1シンボル、スライド量を τ とし、相互相関値 $c_A(\tau)$ 、 $c_B(\tau)$ とすると、

$$c_A(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} y_A^*(k) \cdot y_A(k+\tau)$$

$$c_B(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} y_B^*(k) \cdot y_B(k+\tau)$$

$$\dots (12)$$

となる。この相関器出力を用いて、同期タイミング検出器119で相関値が最大のところを検出し、同期ポイントに最も近いタイミングを求めることができる。

【0025】本実施の形態1では、重み係数の算出にシンボル識別点だけの受信信号を用い、かつ、時刻Aおよび時刻Bと重み係数を共通化することにより、装置の小型化、演算量の削減、干渉波の抑圧を実現した。また、複数の時刻でサンプリングされた干渉波を抑圧した受信信号を用いて相関をとることにより、干渉波が存在した場合でも、精度の良い同期タイミングを検出することができる。

【0026】(実施の形態2)図4は実施の形態2のブロック図を示す。ここでは、説明の簡単のためにアンテナ数を2本とし、A/D変換器405、406の出力信号を0、Ts/2、Ts、3Ts/2、...、nTs/2

でそれぞれベースバンド信号をデジタル信号に変換する。このデジタル信号は、シンボルタイミング(Ts)のN倍で動作する切替器107、108により、時刻Aの整数倍の0、Ts、2Ts、...、nTs (n=0, 1, 2, ...)毎の受信信号と時刻BのTs/2、3Ts/2、5Ts/2、...、((2n+1)Ts)/2 (n=0, 1, 2, ...)毎の受信信号とに分けられる。ここで、時刻Aの受信信号のベクトルは、

$$Y_A(k) = [y_{A0}, y_{A1}, \dots, y_{AN}]^T$$

$$(k=0, 1, 2, \dots)$$

$$Y_B(k) = [y_{B0}, y_{B1}, \dots, y_{BN}]^T$$

$$(k=0, 1, 2, \dots)$$

となる。ただし、Tは転置行列を表わす。この数式(9)からも分かるように、重み係数Wは、時刻Aおよび時刻Bで共通のものを用いている。

【0027】また、差分器116で、シンボル識別点の時刻Aの合成信号とk時点の既知信号r(k)との差分をとり、この出力を誤差信号e(k)とすると、

$$e(k) = y_A(k) - r(k) = X_A^T \cdot W - r(k)$$

$$\dots (10)$$

アンテナの時刻k+1の重み係数 $w_m(k+1)$ とすると、

$$w_m(k+1) = w_m(k) + \mu \cdot x_m^* \cdot e(k)$$

$$m=1, 2, 3, \dots, M$$

$$\dots (11)$$

$$c_A(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} y_A^*(k) \cdot y_A(k+\tau)$$

$$c_B(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} y_B^*(k) \cdot y_B(k+\tau)$$

$$\dots (12)$$

となる。この相関器出力を用いて、同期タイミング検出器119で相関値が最大のところを検出し、同期ポイントに最も近いタイミングを求めることができる。

【0028】本実施の形態2では、重み係数の算出にシンボル識別点だけの受信信号を用い、かつ、時刻Aおよび時刻Bと重み係数を共通化することにより、装置の小型化、演算量の削減、干渉波の抑圧を実現した。また、複数の時刻でサンプリングされた干渉波を抑圧した受信信号を用いて相関をとることにより、干渉波が存在した場合でも、精度の良い同期タイミングを検出することができる。

【0029】(実施の形態2)図4は実施の形態2のブロック図を示す。ここでは、説明の簡単のためにアンテナ数を2本とし、A/D変換器405、406の出力信号を0、Ts/2、Ts、3Ts/2、...、nTs/2

($n=0, 1, 2, \dots$)としているが、アンテナ数をM本とし、より高速なA/D変換器とした場合でも、基本的な動作は同様である。

【0028】まず、アンテナ401、402から信号を受信する。この受信信号は、受信RF部403、404で各アンテナからのキャリア周波数の信号をベースバン

ド信号に変換する。次に、シンボルタイミング(Ts)のN倍で動作するA/D変換器405、406でそれぞれのベースバンド信号をデジタル信号に変換する。ここで、このA/D変換器の受信信号のベクトルを、

【0029】
【数3】

$$X = \left[x_1 \left(\frac{nTs}{2} \right), x_2 \left(\frac{nTs}{2} \right), \dots, x_M \left(\frac{nTs}{2} \right) \right]^T$$

($n=0, 1, 2, \dots$)

... (13)

とする。また、重み係数制御回路407は、時刻 0, Ts, 2Ts, ..., nTs ($n=0, 1, 2, \dots$) のシンボル識別点の受信信号に対してのみ重み係数を算出するので、シンボル識別点以外の信号が受信されている間は、シンボル識別点の信号をバッファ408、409、410、411、412に保持する必要がある。そのために、タイミング制御回路413を用いて、時刻

$$W_k = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_M(k)]^T$$

と表われ、複素乗算器414、415で乗算され、合成器416で加算される。このk時点での合成信号をy(k)とすると、

$$y(k) = X^T \cdot W_k \quad \dots (15)$$

となる。ただし、Tは転置行列を表す。つまり、時刻 nTs と時刻 ((2n+1)Ts)/2 ($n=0, 1, \dots$)

$$e(k) = y(k) - r(k) \quad \dots (16)$$

$$w_n(k+1) = w_n(k) + \mu \cdot x_n^* \cdot (k) \cdot e(k) \quad \dots (17)$$

ただし、μは、ステップサイズ、*は、複素共役を示す。このように、合成信号y(k)と既知信号r(k)の自乗誤差を最小にするように、重み係数を逐次的に更新していく。よって、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に対しても、適応的に追従することができ、合成することで、干渉波の抑圧を可能としている。なお、ここでは、重み係数制御回路407の適応アルゴリズムとしてLMSアルゴリズムを用いているが、NLMS、RLS、SMIなどの他のアルゴリズムにおいても基本的に動作は同様である。

【0031】次に、相関器418において、干渉波が存在している場合でも、同期タイミングを検出できるように、干渉波を抑圧した信号である合成器416の出力信号y(k)と既知信号r(k)を用いて相関をとる。ここで、既知信号のシンボル数nシンボル、スライド量をτとし、相互相関値c(τ)とすると、

【数4】

$$c(\tau) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L y(k+\tau) \cdot r(k) \quad \dots (18)$$

0, Ts, 2Ts, ..., nTs ($n=0, 1, 2, \dots$) の受信信号を、シンボライミング(Ts)間隔毎に、バッファ408、409、410、411、412に上書き保存し、入力信号のタイミングを制御している。これにより、ハードウェアを共通化し、装置の小型化、かつ、シンボル識別点でのみ重み係数を算出するので、演算量の削減にもつながる。ここで、k時点でのシンボル識別点で求めた重み係数をWkとすると、

... (14)
2, ...,) の受信信号が各アンテナ毎に同じ重み係数を乗算され、合成されることになる。

【0030】また、重み係数の更新には、この合成信号y(k)と既知信号r(k)との差分器417の出力である誤差信号e(k)と、シンボル識別点の受信信号とを用いて、k+1時点の重み係数を求めていく。

となる。この相関器出力を用いて、同期タイミング検出器419で相関値が最大のところを説明し、同期ポイントに最も近いタイミングを求めることができる。

【0032】本実施の形態2では、重み係数の算出をシンボル識別点だけの受信信号を用い、かつ、複数のバッファのタイミングを制御することで、時刻nTsと時刻((2n+1)Ts)/2 ($n=0, 1, \dots$) の処理を共通化し、ハードウェアを共通化することができ、装置の小型化、演算量の削減、干渉波の抑圧を実現した。また、複数の時刻でサンプリングされた干渉波の抑圧をした受信信号を用いて相関をとることにより、干渉波が存在した場合でも、精度の良い同期タイミングを検出することができる。

【0033】(実施の形態3)図5は実施の形態3のブロック図を示す。また、図6に実施の形態3における補間および同期タイミング検出の動作説明図を示し、ここでは、説明の簡単のためにアンテナ数を2本とし、時刻Aをシンボライミング(Ts)の整数倍のnTs ($n=0, 1, 2, \dots$) と、時刻Bを((2n+1)Ts)/2 ($n=0, 1, 2, \dots$) の2種類に受信信号を分け

て処理を行っているが、アンテナ数をM本、時刻を複数にした場合も基本的な動作は同様である。

【0034】まず、アンテナ501、502から信号を受信する。この受信信号は、受信RF部503、504で各アンテナからのキャリア周波数の信号をベースバンド信号に変換する。次に、A/D変換器505、506でそれぞれのベースバンド信号をデジタル信号に変換

$$X_A = [x_1(nTs), x_2(nTs), \dots, x_M(nTs)]^T \\ (n=0, 1, 2, \dots)$$

とすると、重み係数制御回路509は、このシンボル識別用の時刻Aの受信信号を入力信号として、重み係数を算出する。この求めた重み係数Wを、

$$W = [W_1, W_2, \dots, W_M]^T \dots (20)$$

として、時刻Aおよび時刻Bの受信信号に複素乗算器510、511、512、513で乗算し、合成器514、515で加算される。この時刻Aおよび時刻Bのk時点での合成信号をそれぞれ、 $y_A(k)$ 、 $y_B(k)$ とすると、

$$e(k) = y_A(k) - r(k) = X_A^T \cdot W - r(k) \dots (22)$$

となる。この誤差信号 $e(k)$ と時刻Aのシンボル識別点における受信信号 X_A とを用いて、重み係数制御回路509で $k+1$ 時点の重み係数を算出する。ここで、m番目の

$$w_m(k+1) = w_m(k) + \mu \cdot x_m(k) / e(k) \\ m=1, 2, 3, \dots, M \dots (23)$$

となる。ただし、 μ は、ステップサイズ、 $*$ は、複素共役を示す。このように、合成信号 $y_A(k)$ と既知信号 $r(k)$ の自乗誤差を最小にするように、重み係数を逐次的に更新していくことで、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に対しても、適応的に追従し、合成することで、干渉波を抑圧することができる。なお、ここでは、重み係数制御回路509の適応アルゴリズムとしてLMSアルゴリズムを用いているが、NLMS、RLS、SMIなどの他のアルゴリズムにおいても基本的に動作は同様である。

【0036】次に、相関器517、518において、同期タイミングを検出するために、前記干渉波を抑圧した時刻Aおよび時刻Bのk時点での合成信号 $y_A(k)$ 、 $y_B(k)$ と、既知信号 $r(k)$ を用いて相関をとる。ここで、既知信号のシンボル数を1シンボル、スライド量を τ とし、相互相関値 $c_A(\tau)$ 、 $c_B(\tau)$ とすると、

$$\dots (24)$$

【0037】

【数5】

する。このデジタル信号は、シンボルタイミング(Ts)のN倍で動作する切替器507、508により、時刻Aの整数倍の0, Ts, 2Ts, ..., nTs (n=0, 1, 2, ...) 毎の受信信号と時刻BのTs/2, 3Ts/2, 5Ts/2, ..., (2n+1)Ts/2 (n=0, 1, 2, ...) 毎の受信信号とに分けられる。ここで、時刻Aの受信信号のベクトルは、

$$\dots (19)$$

$$y_A(k) = X_A^T \cdot W$$

$$y_B(k) = X_B^T \cdot W \dots (21)$$

となる。ただし、Tは配置行列を表わす。この数式(21)からも分かるように、重み係数Wは、時刻Aおよび時刻Bで共通のものを用いている。

【0035】また、差分器516で、シンボル識別用の時刻Aの合成信号とk時点の既知信号 $r(k)$ との差分をとり、この出力を誤差信号 $e(k)$ とすると、

アンテナの時刻 $k+1$ の重み係数 $w_m(k+1)$ とすると、

$$c_A(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^T y_A^*(k+\tau) \cdot r(k)$$

$$c_B(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{k=1}^T y_B^*(k+\tau) \cdot r(k) \dots (24)$$

となる。また、相関器519で、このTs/2間隔の相関器出力から、図6のように、補間する。そこで、同期タイミング検出器520で、この補間した相関値が最大となるタイミングを検出し、タイミング補正量 Δt を求め、同期タイミングを補正する。

【0038】本実施の形態3では、重み係数の算出にシンボル識別点だけの受信信号を用い、かつ、時刻Aおよび時刻Bと重み係数を共通化することにより、装置の小型化、演算量の削減、干渉波の抑圧を実現し、また、複数の時刻でサンプリングされた干渉波を抑圧した受信信号を用いて相関をとり、サンプリング間隔より、細かく補間を行うことで、干渉波が存在した場合でも、より精度の良い同期タイミングを検出することができる。つまり、この補間する間の時間間隔で、検出精度が決まる。

【0039】(実施の形態4) 図7は実施の形態4のブロック図を示す。ここでは、説明の簡単のためにアンテナ数を2本とし、A/D変換器705、706の出力信

号を0, $Ts/2$, Ts , $3Ts/2, \dots, nTs/2$ ($n=0, 1, 2, \dots$) としているが、アンテナ数をM本とし、より高速なA/D変換器とした場合でも、基本的な動作は同様である。

【0040】まず、アンテナ701、702から信号を受信する。この受信信号は、受信RF部703、704で各アンテナからのキャリア周波数の信号をベースバン

ド信号に変換する。次に、シンボルタイミング(Ts)のNで動作するA/D変換器705、706でそれぞれのベースバンド信号をディジタル信号に変換する。ここで、このA/D変換器の受信信号のベクトルを、

【0041】
【数6】

$$X = \left[x_1 \left(\frac{nTs}{2} \right), x_2 \left(\frac{nTs}{2} \right), \dots, x_M \left(\frac{nTs}{2} \right) \right]^T$$

($n=0, 1, 2, \dots$)

・・・(25)

とする。また、重み係数制御回路707は、時刻0, Ts , $2Ts, \dots, nTs$ ($n=0, 1, 2, \dots$) のシンボル識別点の受信信号に対してのみ重み係数を算出するので、シンボル識別点以外の信号が受信されている間は、シンボル識別点の信号をバッファ708、709、710、711、712に保持する必要がある。そのため、タイミング制御回路713を用いて、時刻0, T

$$W_k = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_M(k)]^T$$

と表われ、複素乗算器714、715で乗算され、合成器716で加算される。このk時点での合成信号をy(k)とすると、

$$y(k) = X^T \cdot W_k \quad \dots (27)$$

となる。ただし、Tは転置行列を表わす。つまり、時刻nTsと時刻((2n+1)Ts)/2 ($n=0, 1$)

$$e(k) = y(k) - r(k) \quad \dots (28)$$

$$w_n(k+1) = w_n(k) + \mu \cdot x_n^* \cdot e(k) \quad \dots (29)$$

ただし、μは、ステップサイズ、*は、複素共役を示す。このように、合成信号y(k)と既知信号r(k)の自乗誤差を最小にするように、重み係数を逐次的に更新していく。よって、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に対しても、適応的に追従することができる。なお、ここでは、重み係数制御回路707の適応アルゴリズムとしてLMSアルゴリズムを用いているが、NLMS、RLS、SMIなどの他のアルゴリズムにおいても基本的に動作は同様である。

【0043】次に、相関器718において、干渉波が存在している場合でも、同期タイミングを検出するために、干渉波を抑圧した信号である合成器716の出力信号y(k)と既知信号r(k)を用いて相関をとる。ここで、既知信号のシンボル数を1シンボル、スライド量をσとし、相互相関値c(τ)とすると、

【数7】

s, $2Ts, \dots, nTs$ ($n=0, 1, 2, \dots$) の受信信号を、シンボルタイミング(Ts)間隔毎に、バッファ708、709、710、711、712に上書き保存し、入力信号のタイミングを制御している。これにより、ハードウェアを共通化し、装置の小型化、かつ、シンボル識別点でのみ重み係数を算出するので、演算量の削減にもつながる。ここで、k時点でのシンボル識別点で求めた重み係数をWkとすると、

・・・(26)

2....) の受信信号が各アンテナ毎に同じ重み係数を乗算され、合成されることになる。

【0042】また、重み係数の更新には、この合成信号y(k)と既知信号r(k)との差分器717の出力である誤差信号e(k)と、シンボル識別点の受信信号とを用いて、k+1時点の重み係数を求めていく。

$$c(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^{T-\tau} y(k+\tau) \cdot r(k) \quad \dots (30)$$

となる。この相関器出力を用いて、また、補間器719で、このTs/2間隔の相関器出力から補間する。そこで、同期タイミング検出器720で、この補間した相関値が最大のところを検出し、タイミング補正量Δtを求め、同期タイミングを補正する。

【0044】本実施の形態4では、重み係数の算出をシンボル識別点だけの受信信号を用い、かつ、複数のバッファのタイミングを制御することで、時刻nTsと時刻((2n+1)Ts)/2 ($n=0, 1, 2, \dots$) の処理を共通化し、ハードウェアを共通化することができる。また、装置の小型化、演算量の削減、干渉波の抑圧を実現した。また、複数の時刻でサンプリングされた干渉波の抑圧をした受信信号を用いて相関をとり、サンプリング間隔より細かく、補間することにより、干渉波が存在し

た場合でも、より精度の良い同期タイミングを検出することができる。

【0045】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明によれば、干渉局が存在している場合でも、干渉波を抑圧しながら、なおかつ精度の良い同期タイミングを検出することができ、また、重み係数を nTs 毎の受信信号と $((2n+1)Ts)/2$ 毎の受信信号とで共通化したことにより、演算量を大幅に削減した。さらに、従来の技術よりも装置の単純化、小型化が可能でかつ、少ない重み係数を制御することから、収束時間を短縮することができ、時々刻々と変化する伝搬環境における受信信号に追従できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1における同期装置のブロック図

【図2】本発明の実施の形態1におけるフレームフォーマット図

【図3】本発明の実施の形態1における相関動作を説明する模式図

【図4】本発明の実施の形態2における同期装置のブロック図

【図5】本発明の実施の形態3における同期装置のブロック図

【図6】本発明の実施の形態3における補間および同期タイミング検出動作を説明する模式図

【図7】本発明の実施の形態4における同期装置のブロック図

【図8】従来の同期装置のブロック図

【符号の説明】

101、102 アンテナ

103、104 受信RF部

105、106 A/D変換器

107、108 切替器

109 重み係数制御回路

110、111、112、113 複素乗算器

114、115 合成器

116 差分器

117、118 相関器

119 同期タイミング検出器

401、402 アンテナ

403、404 受信RF部

405、406 A/D変換器

407 重み係数制御回路

408、409、410、411、412 バッファ

413 タイミング制御回路

414、415 複素乗算器

416 合成器

417 差分器

418 相関器

419 同期タイミング検出器

501、502 アンテナ

503、504 受信RF部

505、506 A/D変換器

507、508 切替器

509 重み係数制御回路

510、511、512、513 複素乗算器

514、515 合成器

516 差分器

517、518 相関器

519 補間器

520 同期タイミング検出器

701、702 アンテナ

703、704 受信RF部

705、706 A/D変換器

707 重み係数制御回路

708、709、710、711、712 バッファ

713 タイミング制御回路

714、715 複素乗算器

716 合成器

717 差分器

718 相関器

719 補間器

720 同期タイミング検出器

801、802 アンテナ

803、804 受信RF部

805、806 A/D変換器

807 重み係数制御回路

808、809、810、811 遅延素子

812、813、814、815、816、

817 複素乗算器

818 合成器

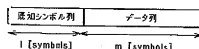
819 復号器

820 スイッチ

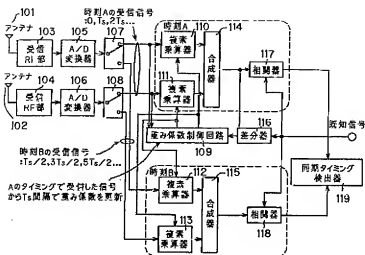
821 変調器

822 差分器

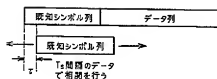
【図2】



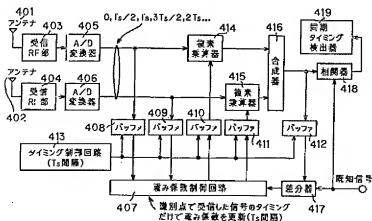
【図1】



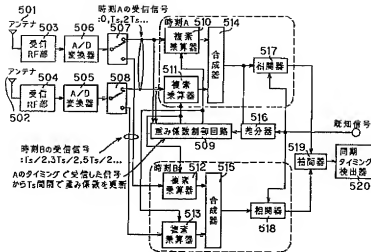
【図3】



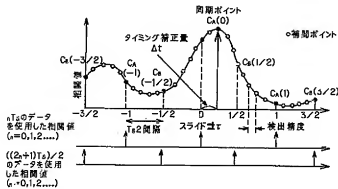
【図4】



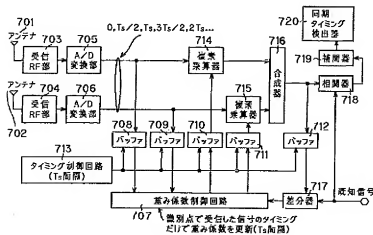
【図5】



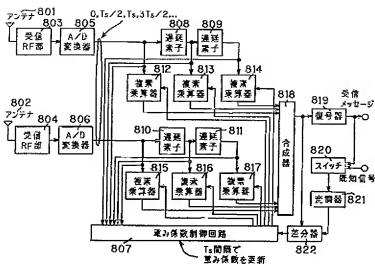
【図6】



【図7】



【图8】



フロントページの続き

(72)発明者 平 松 勝 彦
神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1
号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者 高 原 幸 一
東京都港区芝浦一丁目2番1号 エヌ・テ
ィ・ティ中央パーソナル通信網株式会社内

(72)発明者 野 瀬 浩 之
東京都港区芝浦一丁目2番1号 エヌ・テ
ィ・ティ中央パーソナル通信網株式会社内